

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 04-197100

(43)Date of publication of application : 16.07.1992

(51)Int.Cl.

H02P 9/30
G05F 1/56

(21)Application number : 02-323142

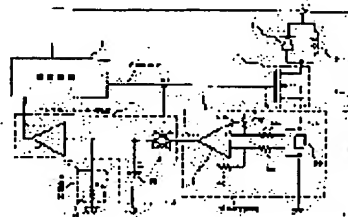
(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 28.11.1990

(72)Inventor : SUGAYA ATSUSHI
MARUMOTO KATSUJI
MASUNO KEIICHI
MORI YUICHI**(54) CURRENT CONTROL CIRCUIT FOR SEMICONDUCTOR POWER SWITCH AND GENERATOR CONTROL METHOD EMPLOYING THE CIRCUIT****(57)Abstract:**

PURPOSE: To obtain a current control circuit for continuously controlling the load current of an inductive load regardless of the conducting/nonconducting state of a semiconductor power switch without requiring a special external component by providing means for holding a current detection value under conducting state of the semiconductor power switch and means for correcting thus held current value to a value under nonconducting state.

CONSTITUTION: When current control is performed, e.g. a load current if is controlled continuously to a constant level, flywheel current if (off) at the time of turn OFF of a semiconductor power switch 1 is detected. In other words, an analog switch 9 is turned ON when a PWM output e0 is turned ON and a current detection voltage value VKK(on) is outputted, as it is, as a sample and hold voltage Vff(on) whereas when the PWM output e0 is turned OFF, the analog switch 9 is turned OFF and the final value of the current detection voltage value VKK(on) is sampled and held in a capacitor 10 and then it is outputted as a sample and hold voltage Vff(off). The sample and hold voltage Vff(off) is then reduced through a discharge circuit 17 thus producing an output waveform 106 equivalent to the load current if(off).

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 平4-197100

⑬ Int. Cl.⁵

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成4年(1992)7月16日

H 02 P 9/30
G 05 F 1/56D 6728-5H
T 8938-5H
3 1 0

審査請求 未請求 請求項の数 21 (全26頁)

⑮ 発明の名称 半導体パワースイッチの電流制御回路及びそれを用いた発電機の制御方法と装置

⑯ 特 願 平2-323142

⑰ 出 願 平2(1990)11月28日

⑱ 発 明 者 菅 家 厚 茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内
 ⑱ 発 明 者 丸 本 勝 二 茨城県日立市久慈町4026番地 株式会社日立製作所日立研究所内
 ⑱ 発 明 者 増 野 敬 一 茨城県勝田市大字高場2520番地 株式会社日立製作所佐和工場内
 ⑲ 出 願 人 株式会社日立製作所 東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地
 ⑳ 代 理 人 弁理士 小川 勝男 外2名
 最終頁に続く

明 細 書

1. 発明の名称

半導体パワースイッチの電流制御回路及びそれを用いた発電機の制御方法と装置

2. 特許請求の範囲

1. 半導体パワースイッチの導通電流を記憶する手段と、負荷電流の変化に応じて上記記憶を補正する手段とを設けたことを特徴とする半導体パワースイッチの電流制御回路。

2. 請求項1記載のものにおいて、誘導負荷の導通電流を制御する半導体パワースイッチと、その駆動回路、半導体パワースイッチの導通電流を電圧として検出する電流検出回路と、電流検出電圧値を記憶するサンプルホールド回路、サンプルホールド電圧を半導体パワースイッチの非導通時に誘導負荷の時定数に合わせて補正する手段とを設けたことを特徴とする半導体パワースイッチの電流制御回路。

3. 請求項2記載のものにおいて、前記サンプルホールド回路に電圧保持のためのコンデンサと、

入力電圧を切り替えるためのアナログスイッチと、コンデンサの充電電圧を出力するためのFET入力アンプとを用い、前記補正する手段に前記サンプルホールド回路のコンデンサの高電位側と低電位側との間に抵抗を接続した放電回路を用いたことを特徴とする半導体パワースイッチの電流制御回路。

4. 請求項2記載のものにおいて、前記サンプルホールド回路に電圧保持のためのコンデンサと、入力電圧を切り替えるためのアナログスイッチと、コンデンサの充電電圧を出力するためのFET入力アンプとを用い、前記補正する手段に前記サンプルホールド電圧をA/D変換器によりデジタル化し、デジタル量を演算回路により補正して用いたことを特徴とする半導体パワースイッチの電流制御回路。

5. 請求項3記載のものにおいて、前記半導体パワースイッチと前記駆動回路、前記電流検出回路と、前記サンプルホールド回路、前記補正する手段とを同一基板上に集積化したことを特徴

とする半導体パワースイッチの電流制御回路。

6. 請求項 3 記載のものにおいて、前記放電回路に前記サンプルホールド回路のコンデンサの充電電圧を放電するために放電抵抗と、放電抵抗の放電時間を制限するための電子スイッチと、電子スイッチを駆動するために内部発信器を用い、放電抵抗と電子スイッチを直列にコンデンサの高電位側と低電位側との間に接続したことを特徴とする半導体パワースイッチの電流制御回路。

7. 請求項 3 記載のものにおいて、前記放電回路に前記サンプルホールド回路のコンデンサの充電電圧を放電するために定電流源と、定電流源の放電時間を制限するための電子スイッチと、電子スイッチを駆動するために内部発信器を用い、定電流源と電子スイッチを直列にコンデンサの高電位側と低電位側との間に接続したことを特徴とする半導体パワースイッチの電流制御回路。

8. 請求項 6 及び 7 記載のものにおいて、前記電

流制御回路。

13. バッテリ電源の電圧を所定の電圧設定値に維持するために、前記バッテリ電圧と所定の電圧設定値との偏差電圧に応じて前記バッテリを充電する発電機の界磁巻線に流れる界磁電流を制御する界磁電流制御手段を有し、前記界磁電流制御手段が、前記界磁巻線に流れる電流に応じた信号を発生する界磁電流信号発生手段と、該界磁電流信号発生手段からの信号と前記偏差電圧に応じた信号とに基づいて前記バッテリの電圧を前記所定の電圧設定値に維持させるに必要な大きさとなるように界磁巻線電流指令値を与える電流指令値発生手段と、該界磁巻線電流指令値発生手段からの電流指令値に基づいて所定の電流を前記界磁巻線に与える界磁巻線電流供給手段とから成り、更に、前記界磁巻線電流供給手段が、前記界磁巻線電流指令値発生手段からの指令値に応じて ON-OFF デューティが変化するパルス信号を発生するパルス信号発生手段と、該パルス信号発生手段からのパルス信

号を発生する内部発信器に周波数及びデューティ比可変手段とを設けたことを特徴とする半導体パワースイッチの電流制御回路。

9. 請求項 6 及び 7 記載のものにおいて、前記コンデンサの低電位側を回路の接地電圧よりも高電位の仮想接地電位に接続したことを特徴とする半導体パワースイッチの電流制御回路。

10. 請求項 7 記載のものにおいて、前記放電回路の定電流源にトランジスタによる能動負荷を用い、微小電流で放電することを特徴とする半導体パワースイッチの電流制御回路。

11. 請求項 2 記載のものにおいて、車両用発電機制御装置の電流制御に用いたことを特徴とする半導体パワースイッチの電流制御回路。

12. 請求項 5 記載のものにおいて、前記サンプルホールド回路のコンデンサを前記半導体パワースイッチと一定距離で平行に配置し、前記補正する手段の放電回路をコンデンサに隣接し、半導体パワースイッチの反対側に配置して集積化したことを特徴とする半導体パワースイッチの

号に応じて周期的に ON-OFF する半導体スイッチング手段と、該スイッチング手段が ON 状態の時、前記界磁巻線に接続される直流電源とから構成され、且つ、前記界磁巻線電流指令値発生手段の前記電流信号発生手段が前記半導体スイッチング手段の OFF 直前の界磁巻線電流値を記憶する記憶手段を含み、前記界磁巻線電流指令値発生手段は前記半導体スイッチング手段が OFF 状態の期間中、前記記憶手段に記憶された電流値を実際の界磁巻線電流の値と見做して、前記記憶手段に記憶された電流値に応じた信号と前記偏差電圧に応じた信号とに基づいて前記電流指令値を発生すると共に、前記界磁巻線に流れる負荷電流の変化に応じて前記電流指令値を補正する電流指令値補正手段を設けたことを特徴とする発電機の制御装置。

14. 発電機の界磁巻線に流れる電流をチョツパ制御して発電機の出力を制御するものにおいて、前記発電機の運転状態に応じて前記界磁巻線の目標電流を決定し、一方前記界磁巻線に流れて

いる実際の電流を検出し、この実際の電流と前記目標電流とに基づいて前記チョツパの通流率を決定すると共に前記チョツパのOFF期間中はチョツパがOFFする直前に記憶した電流値に基づいて前記チョツパの通流率を決定すると共に、チョツパに流れる電流の変化に応じて前記通流率を補正する様にしたことを特徴とする発電機の制御方法。

15. 請求項14記載のものにおいて、前記界磁巻線の目標電流は前記発電機の負荷状態と回転数の少なくともどちらか一方に応じて決定することを特徴とする発電機の制御方法。

16. 請求項15記載のものにおいて、前記発電機の負荷の一つがバッテリーであつて、このバッテリーの電圧を所定値に維持する様に界磁電流を制御することを特徴とする発電機の制御方法。

17. 発電機の界磁巻線に流れる電流をチョツパ制御するチョツパ手段。

チョツパ手段のON時に界磁巻線に流れる電流を検出し、記憶する電流検出手段。

記憶した電流値をチョツパ手段のOFF時における界磁巻線電流の減衰特性に応じて補正する記憶電流値補正手段。

とから成る発電機の制御装置。

18. 請求項17に記載のものにおいて、前記電流検出手段が、検出電流に応じた電圧を保持する電圧保持手段で構成され、且つ前記記憶電流値補正手段が前記電圧保持手段に保持された電圧を前記界磁巻線電流の減衰特性に応じて減衰させる電圧減衰手段で構成されている発電機の制御装置。

19. 請求項18に記載のものにおいて、前記電圧保持手段がサンプルホールドコンデンサで構成され、前記電圧減衰手段が、前記サンプルホールドコンデンサに接続された抵抗を含む該コンデンサの放電回路から成る発電機の制御装置。

20. 請求項19において、前記放電回路が、定電流引き抜き回路とこの引き抜き電流を断続するスイッチング手段と、このスイッチング手段を前記界磁巻線電流の減衰特性に相応したデュー

ティでスイッチングさせる為のデューティ信号源から成る発電機の制御装置。

21. 請求項20において、前記デューティ信号源が発振器である発電機の制御装置。

3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

本発明は、誘導負荷の電流を制御するシステムに係り、例えば車両用発電機制御装置、インバータ制御装置等に好適な、半導体パワースイッチの電流制御回路に関する。

〔従来の技術〕

従来より誘導負荷の電流を制御する装置において、特開昭58-500046号公報に記載のように、負荷電流を検出し基準電圧と比較して半導体パワースイッチが導通状態において出力電流を制限する方式が知られている。また、同様の方式が特開昭62-104500号公報に記載されている。

〔発明が解決しようとする課題〕

上記従来技術はいずれも負荷電流を、半導体パワースイッチ素子を介して検出するものであり、

基準電圧と比較して一定レベルに達したときにのみ断続的に電流値を制限するものである。周囲温度や外乱によつても負荷電流の変動が少なくなるように安定に電流を制御をするには、連続的に電流を制御することが望ましい。従来技術において負荷と直列に検出抵抗を設けたり、ホール素子などの電流検出素子を用いれば連続的に電流を制御することが可能である。しかしシステム上の部品個数が増加し、制御回路を一体化して実装することが困難となるなどの問題があつた。

本発明の目的は、誘導負荷の負荷電流を半導体パワースイッチの導通、非導通状態によらず連続的に制御出来るような電流制御回路を特別な外付け部品の追加なしに提供するものである。

本発明の他の目的は、集積化に適した半導体パワースイッチの電流制御回路を提供するものである。

本発明の他の目的は、車両用発電機制御装置の負荷電流を連続的に制御し、外乱による出力変動の少ない半導体パワースイッチの電流制御回路を

提供するものである。

〔課題を解決するための手段〕

上記目的を達成するために、半導体パワースイッチが非導通状態においても負荷電流値を電流制御に用いるために、導通状態における電流検出値を保持する手段と、保持電流値を非導通状態に補正する補正手段を設けたものである。

上記他の目的を達成するために、電子スイッチのパルス幅によつて放電の時定数を数値的に制限する手段を設けたものである。

〔作用〕

半導体パワースイッチの導通、非導通状態によらず負荷電流の検出値を連続値として得ることが出来れば、電流フィードバック値が断続しないため制御ループが安定し、平均値電流の誤差による誤動作を無くすことが出来る。

〔実施例〕

以下、本発明の実施例を第1図により説明する。半導体パワースイッチ1は、誘導負荷3と電流検出抵抗6eと共に直列に直流電源4の+側に接続

され、本実施例においては誘導負荷3を半導体パワースイッチ1の高電位側に、電流検出抵抗6eを低電位側に接続している。特に、誘導負荷3と並列にフライホイールダイオード2が接続されている。負荷の接続は高電位側であつても低電位側であつても特に限定されない。半導体パワースイッチ1は本実施例においてNチャネルパワーMOSFETで説明するが、PチャネルパワーMOSFETやバイポーラ素子、MOSFETとバイポーラの複合素子であるIGBTであつてもかまわない。誘導負荷3は電気的にはL成分とR成分からなり、L/Rの時定数を持つ。

電流検出回路8は電流検出抵抗6eに0.1オーム以下の低抵抗を用い、アンプ7とネットワーク抵抗6a, 6b, 6e, 6cによつて半導体パワースイッチ1に流れる素子電流 i_{cs} をアンプ7の出力電圧値 V_{us} として検出する。アンプ7の出力は、サンプルホールド回路13を介し、半導体パワースイッチ1の駆動回路5へとフィードバックされる。サンプルホールド回路13は、駆動

回路5のPWM出力 e_o によつて駆動されるアナログスイッチ9と、アンプ7の出力電圧値 V_{us} を保存するコンデンサ10と、サンプルホールド電圧 V_{rs} を出力として駆動回路5にフィードバックするFET入力のパツファアンプ11が用いられる。サンプルホールド電圧 V_{rs} は放電回路17によつて電圧値を調整される。

半導体パワースイッチ1を駆動するPWM出力 e_o は、サンプルホールド電圧 V_{rs} を電流フィードバック値として駆動回路5で演算した結果、オンオフのパルス波形として出力される。本実施例において放電回路17は、数キロから数メガオームの高抵抗値の放電抵抗12によつて実現されるが、誘導負荷3の時定数と、コンデンサ10と放電抵抗12とのCRの時定数を整合させればよい。

次に本発明の詳細な動作を第2図により説明する。PWM出力 e_o は、一定周波数又は可変周波数でオンオフのパルス波形101として出力される。半導体パワースイッチ1に流れる素子電流

i_{cs} は、パルス波形101と同様にオフ時はゼロとなるが誘導負荷3のためオン時は一定時定数で増加する電流波形102となる。電流検出回路8によつて変換された電圧値 V_{us} の出力波形103も電流波形102同様になる。本実施例のようにフライホイールダイオード2が接続された場合の誘導負荷3に流れる負荷電流 i_L は、半導体パワースイッチ1がオン時は素子電流 i_{cs} と同様に一定時定数で増加する電流 $i_L(on)$ となり、オフ時においてはフライホイール電流として一定時定数で減少する電流 $i_L(off)$ となる。その結果、負荷電流 i_L は増減を繰り返す三角波形104となる。

負荷電流 i_L を連続的に一定値に制御するなど電流制御を行う場合、半導体パワースイッチ1がオフ時におけるフライホイール電流 $i_L(off)$ を検出する必要がある。本実施例においてPWM出力 e_o がオン時はアナログスイッチ9をオンし、電流検出電圧値 $V_{us}(on)$ をそのままサンプルホールド電圧 $V_{rs}(on)$ として出力し、オフ時はアナログスイッチ9をオフし電流検出電圧値 $V_{us}(on)$ の

最終値をサンプルし、コンデンサ10にホールドした後サンプルホールド電圧 $V_{ss}(\text{off})$ として出力する。コンデンサ10を小さくし、ホールド時のリーク電流を少なくするためには、バッファアンプ11にFET入力のアンプを用いることが望ましくCMOS構成であつても構わない。

サンプルホールド電圧 V_{ss} の出力波形105は、ホールド時の電圧を長時間保持するため検出誤差201、202、203が生じ、特にPWM出力 e_o のオフ時間 $T(\text{off})$ が長い領域Aに検出誤差203が増加する傾向にある。本発明では特にサンプルホールド電圧 $v_{ss}(\text{off})$ を放電回路17により減少させ、負荷電流 $i_L(\text{off})$ と等価的な出力波形106を実現するものである。

本実施例によれば、負荷電流の検出誤差の少ない連続的な電流検出波形が得られるといった効果がある。

次に、本発明の第二の実施例を第3図により説明する。これは、本発明を集積回路に応用したものである半導体パワースイッチ1は、電流検出

は V_r だけ減少する。 V_r 減少後、 T_2 の期間電圧を再度保持することによつて i_L に等しい類似的な長い放電時定数を得ることができる。この放電時定数は、デューティ比と放電抵抗値によつてのみ支配的となり、周波数 f_{cl} のずれには影響されない。放電時間 T_1 を短く、保持時間 T_2 を長くすれば長い時定数が得やすい。放電時間 T_1 にはクロック周波数を、保持時間 T_2 にはクロック周波数をフリップ・フロップにより分周した周波数を用いれば、デューティ比の安定した周波数が容易に実現できる。分周ビットを変更しデューティ比を変えることにより、放電抵抗値を変えるなどの調整手段によらず誘導負荷3の時定数に合わせることが可能となる。

第3図により説明した実施例において、放電抵抗12は定電流源によつても実現できる。第5図により放電抵抗12を定電流源を用いて実現した場合の実施例を示す。集積回路において数百kオームの抵抗値は、定電流源による能動負荷を用いた方が得やすい。本実施例においては、MOSト

回路8、サンプルホールド回路13、放電回路17、駆動回路5と共にパワーIC18として同一基板上に集積化されている。集積回路においては、特に数百pファラド以上の大容量のコンデンサや数百kオーム以上の高抵抗を得ることが難しい。例えば誘導負荷3の時定数を50msとし、コンデンサ10の値を50pfとすると通常であれば放電抵抗12は1000Mオーム必要であり、集積化はできない。放電抵抗12の高電位側にアナログスイッチ9を設け、発振器14により周波数 f_{cl} でコンデンサ10の充電電荷の放電を断続的に行えば、数百kオームの抵抗値で、擬似的に1000Mオームの高抵抗の時定数が実現できる。

詳細を第4図により説明する。発振器14により発生した周波数 f_{cl} は、放電時間 T_1 と保持時間 T_2 の比がデューティ比として表される。デューティ比一定の周波数である。PWM出力 e_o がオフ時においてもサンプルホールド電圧 V_{ss} は、 i_L に等しいことが望ましい。この際、放電抵抗12により T_1 の期間サンプルホールド電圧 V_{ss}

ランジスタの面積比を変えたカレントミラーを用いた例で説明するが、バイポーラトランジスタを用いても構わない。抵抗20と直列にダイオード接続されたnMOSトランジスタ21に、基準電流 I_{ref} が流れている。これは通常数十から数百マイクロアンペアの電流である。トランジスタの面積比を変えることにより、nMOSトランジスタ22にnMOSトランジスタ21の1/Nの微小電流 I_r を流すことができ、等価的により大きな抵抗値となる。本実施例によれば、定電流源をアナログスイッチ15とともにMOSトランジスタで構成すれば、特に集積化時の回路面積が小さくできるといった利点がある。

次に、本発明の第三の実施例を第6図により説明する。これはアナログ的な補正手段によらず、デジタル化して論理演算による補正処理をするものである。電流検出電圧値 V_{ss} を、サンプルホールド回路13でサンプルホールド電圧 V_{ss} として出力した後、A/D変換器51によりデジタル化し、デジタル量を演算回路52により補正

して連続的な電流検出値とする。本実施例において、誘導負荷3の時定数をテーブルとして演算回路52に用意すれば、誘導負荷3の時定数が変わった場合でも回路の変更が少なく容易に対応ができるといった利点がある。

次に、本発明の第四の実施例を第7図により説明する。本実施例において電流検出回路8は、半導体パワースイッチ1にミラー電流の検出端子を備えた一例を示す。ミラー電流 i_m は、半導体パワースイッチ1の素子電流 i_{cs} のセル比に応じた電流値となる。電流検出抵抗 $6e$ はミラー電流 i_m に対して接続されるため、素子電流 i_{cs} に直列に用いた場合のパワー損失が生じない。ミラー電流 i_m は、電流検出抵抗 $6e$ によつて電流検出電圧値 V_{6e} に変換されこれまでの実施例と同様に用いられる。

また、本実施例においては電流検出抵抗 $6e$ やコンデンサ10、定電流源16の低電位側を定電圧源60で作られる基準電圧 V_{ref} を仮想接地電位としている。定電圧源60は例えば定電圧源と

して良く知られている。抵抗 $61, 62, 63$ とトランジスタ $64, 65, 66$ からなるバンドギャップ・リファレンス回路等があれば良い。詳細を第8図により説明する。小さな負荷電流領域においても半導体パワースイッチ1の電流制御を精度良く行う場合、サンプルホールド回路13のバッファアンプ11の低入力電圧域での不感帯が問題になる。これはバッファアンプ11の電源電圧に制限されるものであり、接地電圧 E を基準にして入出力を行うために生じるものである。入力電圧 V_{in} に、基準電圧 V_{ref} をだけオフセット電圧を持たせてやればバッファアンプ11の低入力電圧域での不感帯の影響を無くすることができる。ミラー電流 i_m の増減による基準電圧 V_{ref} の電圧変動を無くするためには、電流源67によりバイアス電流 I_o を流せばよい。本実施例によれば特に検出精度の優れた電流制御回路が実現できる。

次に、本発明の第五の実施例を第9図により説明する。これは車両用発電機制御装置であるオルタネータの、負荷電流を制御する機能を持った

ICレギュレータ80への実施例である。本来の電圧制御の制御ループ内に、電流制御のループを持つことにより負荷電流の電流制限や、出力変動の少ない電圧制御が実現できる。また本実施例によれば、サンプルホールド回路13、放電回路17を用いて半導体パワースイッチ1のオフ時の負荷電流が検出できるため、サンプルホールド電圧 V_{sh} の検出誤差が少なく電流制御のループが安定に動作するといった利点がある。

次に、本発明の第六の実施例を第10図により説明する。これは、本発明を同一基板上にパワーIC18として集積化したレイアウトの一例を示す。半導体パワースイッチ1に対して熱的な影響が少なくなるよう、少なくとも100ミクロン以上の一定距離 L だけ離して平行にサンプルホールド回路のコンデンサ10を配置し、半導体パワースイッチ1と反対側に放電回路17を配置する。本実施例によれば、半導体パワースイッチ1の熱的な影響による放電電流の誤差を小さくすることができるといった利点がある。

次にサンプルホールドコンデンサの放電時定数 τ を誘導負荷を流れる電流の減衰時定数 τ_o に一致させる為の技術を説明する。

サンプルホールドコンデンサの放電時定数 τ は

$$\tau = \frac{C}{(\alpha \cdot I_o)} \quad \dots (1)$$

で表わされる。

ここで C : サンプルホールドコンデンサの静電容量

α : 発振器の出力信号のオンデューティ

$$\text{即ち } \frac{T_1}{T_1 + T_2}$$

(但し、 T_1 : ON時間
 T_2 : OFF時間)

I_o : 引き抜き電流(定電流)

今、誘導負荷を流れる電流の減衰時定数 τ_o が50mSであるとする。

$$C = 50 \text{ pF}, I_o = 2.05 \text{ mA}, \alpha = \frac{1}{2^{11}}$$

とすれば、

$$\tau = \frac{50 \times 10^{-12}}{\left(\frac{1}{2^{11}}\right) \times 2.04 \times 10^{-6}} \approx 50 \text{ mS}$$

とすることができる。

もし誘導負荷の時定数が違つて、100 mSの場合は、IC内部ではI。又は α を変えて調整すれば良い。

I。の場合 (I。=1.02 μ A; 以前の半分にする。)

$$\tau_1 = \frac{50 \times 10^{-12}}{\left(\frac{1}{2^{11}}\right) \times 1.02 \times 10^{-6}} \approx 100 \text{ mS}$$

α の場合 ($\alpha = \frac{1}{2^{12}}$; 1 bit ずらす)

$$\tau = \frac{50 \times 10^{-12}}{\left(\frac{1}{2^{12}}\right) \times 2.04 \times 10^{-6}} \approx 100 \text{ mS}$$

IC回路内部では特に修正の簡単なデューティ α を変えるのが望ましい。クロックより分周して

また発電機の交流出力を直接電源とする負荷が接続される場合もある。例えば窓についた氷を急速に解氷するクイツククリアガラスシステム等がある。

発電機1は界磁巻線3を有し、この界磁巻線に流れる電流を制御することによつてバッテリー4の電圧を所定値に維持するのに十分な発電機の出力電圧(電流)が得られるように発電機を制御する。

尚、2はフライホイールダイオードである。

以下界磁巻線電流の制御について説明する。

バッテリー4の電圧を電圧検出回路130によつて検出する。検出電圧に応じた信号V_Bはバッテリー設定電圧(14.6 \pm 0.25V) V_{ac}と比較され、その偏差を偏差増幅器120で増幅して電圧偏差信号 ϵ_1 を出力する。

電圧-電流指令値変換回路110は電圧偏差信号 ϵ_1 に応じて、バッテリー電圧を設定電圧に維持するために必要な界磁電流(目標界磁電流)に対応した電流指令値I₁₁を出力する。

切換回路170は、後述する初期励磁回路140

α を作っている場合は、分周のbitをずらせば良い。通常アルミパターン(配線)で、bitの選択が出来るようにする。外に端子を出して、外部より選択しても良い。

最後に、本発明を自動車用の発電機の制御に適用した例で、特にインテリジェント型のICレギュレータに適用した例を詳説する。

自動車用の発電機には、第11図に示す如く、直流電流としてのバッテリー4と、このバッテリーを電源とする直流負荷あるいは発電機の交流出力を直接電源として用いる交流負荷等々、種々の負荷が接続されている。当然バッテリー自身も発電機7aの負荷の一つである。

発電機7aは自動車のエンジンにより駆動され、三相交流電源が出力される。この交流電源は整流器70aによつて整流されバッテリー4に供給される。バッテリー4にはスイッチ群を介して直流負荷群が複数個接続されている。負荷としてはカーエアコン、照明装置、音響機器、燃料制御用電磁装置、デیفオガー等である。

からの電流指令値I₁₁、負荷応答制御回路からの電流指令値I₁₄、温度検出回路160からの電流指令値I₁₄のどの電流指令値を目標電流指令値I₁₀として出力するかを選択し切換る。

偏差増幅回路100は目標電流指令値I₁₀と後述する界磁電流検出回路8からの実電流値信号I₁₁とを比較してその偏差を増幅し、最終電流指令値としての電流偏差信号 ϵ_1 を出力する。

電流供給回路70は、例えばPWM(Pulse Width Modulation)制御回路とこの出力で駆動される例えばFET(電界効果トランジスタ)とから成り、電流偏差信号 ϵ_1 に応じたデューティで界磁巻線電流i_{ch}をチョツパ制御する。

電流検出回路90は界磁巻線回路に直列に接続された電流検出抵抗Rの端子電圧からそこに流れる電流を検出し、検出電流に応じて定電流信号I₁₁を出力する。

界磁電流の電流源は、整流器70aで整流された直流電流と、バッテリーからの直流電源の2種類あり、通常運転時は整流器70aの出力電流によ

つて自己励磁される。

エンジンのスタート時のように発電機の回転数 N_G が低い時は十分な発電電流が得られないのでこの時はバッテリー4から電流が供給される。

初期励磁回路140は、このようにエンジンの回転数が所定値 N_{00} より低く発電機の駆動トルクがエンジンに負担となる様な運転状態の時、第14図に示す如く界磁電流を必要最少値にする為に現在の電流指令値 I_{10} を I_{11} にセットする機能を有する。

負荷応答回路150は負荷の投入をバッテリー電圧の急変によって検出し、エンジンの回転数がアイドル回転数のように低回転の時は、第13図に示すように電流指令値を2〜3秒かけて目標電流指令値 I_{10} まで徐々に増加させるランプ状電流指令値 I_{10} を出力する。

温度検出回路160はチョツパ用の半導体スイッチング素子の温度を検出し、この温度が所定値 T 以上に高温になった時は、第5図に示す如く電流指令値 I_{10} を温度に応じて減少する指令値

が増大して供給量を自動的に増大するから発電機の出力は界磁巻線の抵抗値が増大しても変化することがなく、負荷（バッテリーも含む）の要求に応じた出力が維持できる。

以下第16図に示す具体的な回路図について説明する。各図面を通じて同一符号は相当部分を示す。71は界磁巻線2に流れる電流をスイッチング制御するパワートランジスタやFET等のスイッチング素子からなるチョツパ、170は上記各制御回路へ電源電圧 V_{cc} を供給する定電圧電源装置、180は直流負荷である。その他の構成は第1図と同様である。電圧-電流指令値変換回路110において、 R_1 、 R_2 は分圧抵抗で、定電圧電源回路170の出力電源電圧 V_{cc} を分圧してバッテリー4の充電電圧の設定値 V_{bc} を出力する。 R_3 、 R_4 は入力分圧抵抗でバッテリー電圧 V_b をフィードバックする。 A_1 は演算増幅器で、入力抵抗 $R_5 \sim R_6$ 及びフィードバック抵抗 R_7 を有し、偏差増幅器を構成する。電流制御回路100において、 A_2 は演算増幅器で、入力抵抗 R_8 、 R_9 、

I_{10} を出力する。

以上説明した実施例に基づいて本発明の基本的考え方を説明する。

すなわち、界磁巻線電流指令値発生手段Aはバッテリー電圧と所定の設定電圧との電圧偏差 e_2 に応じた信号 I_{10} と界磁電流信号発生手段Bからの信号 I_{11} とに基づいて界磁電流指令値 i_1 を発生し、この電流指令値 i_1 に基づいて界磁巻線電流供給手段Cから界磁巻線に所定の電流が供給される。

この様に構成されているので、バッテリーに接続されている負荷が投入されてバッテリー電圧が降下すると、それに見合つて電流指令値 i_1 が増大し、界磁巻線電流 i_{ch} が増加する。その結果発電機の出力量（電流）が増加してバッテリーが所定電圧まで充電される。

この状態で、界磁巻線の温度が上昇して抵抗値が温度の影響で大きくなつたとすると、界磁電流が流れなくなつて不用意に電流が低下する。

しかし、電流が低下しようとする電流指令値

R_{10} 及びフィードバック抵抗 R_{11} を有し、110の電圧制御回路からの電流指令 I_{11} あるいは補助回路からの指令値 I_{12} 、 I_{13} 、 I_{14} のいずれか選択された指令値 I_{10} と、界磁電流検出回路出力 I_{11} との偏差を演算する演算増幅器である。PMX制御回路70において、 A_3 は演算増幅器で入力抵抗 R_{12} 、 R_{13} 、 R_{14} と帰還コンデンサ C_1 で積分器を構成し、入力電圧に対して積分動作を行うとともに、入力抵抗 R_{15} を介して入力される入力信号 e_1 と他の入力抵抗 R_{12} を介して入力される電圧 e_0 との加減算を行う。後段の A_4 も演算増幅器で、前記積分器の出力 e_1 を入力抵抗 R_{15} を介して正端子へ入力するとともに、出力 e_0 を帰還抵抗 R_{16} を介して同様に正端子へフィードバックして、ヒステリシスをもったコンパレータを構成する。このコンパレータ A_4 の動作レベルは電源電圧 V_{cc} を分圧抵抗 R_{17} 、 R_{18} で分圧し、入力抵抗 R_{19} を介して負端子へ与えられる。上記のような回路構成の積分器とコンパレータの組合せで、コンパレータの出力 e_0 を積分器の入力へフイー

ドバックすると方形波を出力する自動発振器として動作する。すなわち、入力電圧 e_1 に比例してデューティが変化するPWM制御回路として機能する。

次に71はチョツパであり、スイッチング素子のパワートランジスタ T_1 とドライバトランジスタ T_2 とフライホイールダイオード D_1 、パワートランジスタ T_1 の電流検出用シャント抵抗8等でチョツパ回路が構成され、界磁巻線2に流れる電流 i_s を前記PWM制御回路の出力信号 e_o によりスイッチング制御する。上記チョツパ用素子としては他にFET等のスイッチング素子があり、いずれの手段を用いてもよい。

90は電流検出回路である。 A_3 は演算増幅器で、入力抵抗 $R_{20} \sim R_{22}$ 、帰還抵抗 R_{23} で構成される。91はアナログスイッチで92のバッファを介して、7のPWM制御の出力 e_o で駆動される。 C_2 は出力電圧ホールド用コンデンサである。

次に、上記構成における各部の動作を説明する。先ず、界磁電流検出回路90の動作を次に示す。

WM制御信号 e_o によりバッファ92を介して行われる。

抵抗6e、発振器14、スイッチング素子15、定電流源16、コンデンサ C_2 で構成されるコンデンサ C_2 の放電回路の動作は第7、9図で詳細に説明した通りである。

上記の動作により第18図に示したごとく、チョツパ電流 i_{ch} から得られた模擬界磁電流検出電圧 V_{is} の波形は断続することなく、ほぼ界磁電流 i_s に近い動作波形となる。この結果、界磁電流検出回路の静特性は第19図のごとく直線性の良い特性が得られるとともに、小さい界磁電流から大きな界磁電流まで広い範囲に亘って検出できる。また、絶縁形の検出器を必要としないので電流検出器を安価に構成できる。

次に電流制御動作について説明する。第16図に戻って、PWM制御回路70は、チョツパ71をPWM制御するためのもので、増幅器 A_1 、積分コンデンサ C_1 、積分抵抗 R_{12} 等で構成される積分器と、増幅器 A_4 の出力を抵抗 R_{10} で正帰

第17図は電流検出回路90の構成図であり、第18図に各部動作波形を示す。上記電流検出回路による電流検出は、第18図のごとく断続電流であるパワー素子の電流 i_{ch} を検出している。

すなわち、シャント抵抗Rでチョツパ電流 i_{ch} を検出して演算増幅器 A_3 で増幅し V_{ch} 信号とする。

チョツパの検出信号 V_{ch} はアナログスイッチ91とホールドコンデンサ C_2 の回路によりサンプルホールドされ模擬界磁電流信号 V_{is} に変換される。

更に詳しく説明すると、PWM制御回路70の出力のPWM信号 e_o に同期させてアナログスイッチ91をOFFし、チョツパがOFF期間中のチョツパ電流 i_{ch} はチョツパOFFする直前の電流値をホールドしてこの時の検出信号を V_{is} 信号とする。また、チョツパがON期間中はアナログスイッチ91をONしチョツパ電流 i_{ch} の検出信号 V_{ch} をそのまま V_{is} 信号とする。なお、アナログスイッチ91のON、OFF動作は上記したP

還させてヒステリシステをもつた比較器とで構成される。そして、比較器 A_4 の出力 e_o を積分入力抵抗 R_{12} へフィードバックすることで、デューティ制御が可能なPWM制御回路となる。上記PWM制御回路は、入力信号(電圧) e_1 に対して出力信号 e_o の通電デューティ(通流率)を比例的に制御できる機能を有している。

そして、PWMの入力信号 e_1 は、100の偏差増幅器より与えられる。すなわち、偏差増幅器100では電圧制御回路からの信号 I_{10} と前記した界磁電流検出信号 I_{is} との差をゲイン倍($G = R_{11}/R_8 = R_{10}/R_8$)してPWM制御回路70の入力信号 e_1 として出力する。

したがって、電流制御は、100の偏差増幅器、70のPWM制御回路、90の界磁電流検出回路、71のチョツパ回路、2の界磁巻線等で構成される回路を用いて行われる。

今、界磁電流指令 I_{10} が与えられると偏差増幅器100では電流のフィードバック信号 I_{is} とから得られる偏差信号 e_1 を発生し、PWM信号回

路 70 に与える。PWM 制御回路 70 では出力の PWM 信号 e_o によりチョツパ 71 を動作させて界磁電流 i_f が指令値と一致するようにフィードバック制御を行う。

したがって、第 20 図に示すように電流指令値 I_{fo} を変えることにより界磁電流を任意に設定できる。

尚、図に示す PWM 回路は可変周波数の PWM 回路として構成されている。

このような PWM 制御回路は、通流率を示す e_o に応じて、 e_o が 50% のところで、周波数が最大となり、その点より e_o が大でも小でも周波数が小さくなる様に制御され、界磁電流の脈流率を一定の狭い範囲内に抑制することができる。

また、第 21 図に示すごとく、電流指令 I_{fo} を急変させた場合でも界磁電流 i_f は指令値に追従した動作となる。したがって、本発明を用いると、例えば、第 22 図に示すように、従来の通流率制御の場合は発電機の駆動トルクが界磁巻線抵抗の温度変化によって、低温時は大きくなり、高温時

は小さくなる変化を示す特性となる。この結果、発電機の界磁巻線や、チョツパの素子の容量を低温時に耐えるように設計しなければならずオーバスペックとなる問題があったが、本発明の電流制御を用いることにより第 23 図に示すごとく界磁巻線抵抗の低温差があつても目標とする電流に制御可能なため、低温差による影響は現われない。また、電源電圧等の変化による電流の変動等の影響も受けない。したがって、オルタネータの界磁巻線やチョツパ等のスイッチング素子もオーバスペックの設計は不要であり、パワーアップが図れることになる。すなわち、通常状態における動作の最大値を低温時の特性までアップすれば、その分容量アップとなり、オルタネータとしては高出力化が図れる。そのアップ率は数 10% にもなり、その効果が大である。

上記した電流制御回路を用いた電圧制御回路の動作は次の通りである。第 16 図に戻つて、電圧制御回路 110 では、実際のバッテリー電圧（発電機出力電圧） V_b がバッテリー充電電圧値 V_{bc} と一

致するようにフィードバック制御を行う。すなわち、偏差増幅器 A_1 によりバッテリーの設定電圧 V_{bc} とバッテリー電圧 V_b の偏差信号 I_{fo} （電流指令）を出力し、電流制御回路 100 へ与える。そして、上記したごとく電流制御回路 100 の出力信号 i_f が発生する。PWM 制御回路 70 は、前記出力信号 i_f に応じて ON, OFF の PWM 制御（パルス幅制御）パルス出力 e_o を発生させ、チョツパ 71 を介して発電機 7a の界磁巻線 3 に断続するパルス電圧 V_f を印加し、界磁電流 i_f を制御する。上記制御動作において、界磁電流 i_f を上記したごとくシャント抵抗 R により検出され電流検出回路 9 を介して電流制御回路 100 へフィードバックされ電流制御を行う。その結果、発電機 1 の電機子巻線出力電圧が制御され三相整流器 3 を介してバッテリー 4 を充電したり、負荷へ電流を供給する。そして、発電機 7a の出力電圧 V_b は電圧制御回路 110 へフィードバックされ、出力電圧がバッテリー設定電圧 V_{bc} と一致するようにフィードバック制御される。

次に第 12 図に基づき本実施例の周辺の技術を説明する。

1. クロック回路

この回路は 1 MHz の基本クロック及びそれを分周したクロック信号を発生する。

CL_1 は 1 MHz の基本クロックでチャージポンプ回路を駆動し、FET1 のゲートに高電圧をチャージする。

$CL_2 \sim CL_{10}$ は CL_1 を分周したクロック信号で各タイマー回路のクロック信号を供給する。

2. 回転検出判別回路

この回路は発電機の回転数を検出し、回路動作を切換える為の回転数信号を出力する。

回路数の検出は P 端子（電機子巻線の一相）の周波数 f_p が、

$$f_p = \frac{N \cdot q}{60 \cdot 2} \quad (\text{Hz})$$

（但し、 N は発電機の回転数 (r.p.m)； q は発電機の極数；2 は全波整流時の定数）

で表されるので、この周波数 f_p とクロックパルス CL_0 、 CL_{10} とを周波数比較することによって行なわれる。

N1出力は発電機が500r.p.m以上の時「1」となり未満の時「0」となる。

N2出力は発電機が1000r.p.m以上の時「1」となり未満の時「0」となる。

N3出力は発電機が2500r.p.m以上の時「1」となり未満の時「0」となる。

3. 発電停止警報回路

この回路の役目は界磁巻線、電機子巻線が断線したり、FET1がオープン破壊した時に、バッテリーがチャージされず、最終的にエンストしてしまうのを防止する為、発電を停止している時（エンジンが回転していない時を含む）に、チャージ・ランプを点灯して報知する。

その動作は発電機が1000r.p.m未満の時チャージ・ランプを点灯する。1000r.p.mに達するとチャージ・ランプを消灯する。エンジン回転数が再び下がって500r.p.m以下に

ものである。

その動作は、

- ① 通常はS端子の電圧を基準電圧と比較して、電圧制御を行っている。S端子がオープンになると、バッテリー電圧 V_b が低下し、一定値（7V）以下の時にS・B端子電圧切替回路によって端子をSからBに切替える。
- ② 同時に、チャージ・ランプを点滅させる。この点滅はチャージ・ランプを1秒間隔で点灯、消灯させる（第21図参照）。

5. B端子オープン警報回路

この回路の役目はB端子（発電機出力ケーブル）が、配線がはずれた等の理由でオープン状態になった時に、

- ① 発電機が無制御になるのを防止する。
- ② チャージ・ランプを点滅させ、運転者に警報を与える。

点にある。

B端子がオープン状態で車の運転を続けると、バッテリーが充電されてないので、バッテリーが放

ると再びチャージ・ランプを点灯する。

エンジンのアイドル回転数を700r.p.m、クランク・プーリと発電機のプーリのプーリ比を2とすると、アイドル時の発電機回転数は1400r.p.mである。ゆえに、発電機が正常な場合には、チャージ・ランプが消灯する。

尚、発電していない時には回転数が0であり、チャージ・ランプを点灯する。

重要な点はN1とN2との間でヒステリシスを持たせたところにある。これはクランキング時等にランプが点滅することがなく運転者に不安感を与えないという効果がある（第29図、第30図参照）。

4. S端子オープン警報回路

この回路の役目はS端子（バッテリー電圧検出端子）が、配線がはずれた等の理由でオープン状態になった時に、

- ① 発電機が無制御になるのを防止する。
- ② チャージ・ランプを点滅させ、運転者に警報を与える。

電し、最後にはエンストする。

その動作は

- ① B端子が外れた場合、バッテリーへ充電されないで、S端子の電圧が低下する（正常時14.5Vに対し、11～12V程度）。その結果、界磁電流指令値が増大してB端子電圧が増大する。これによって V_b が一定値（18V）以上になるとS・B端子電圧切替回路で電圧検出端子をS端子からB端子に切替える。これによって V_b が14.5Vに制御される。
- ② 同時にチャージ・ランプの点滅を行う。
- ③ ①～②の動作は、一定時間（1分）ごとにリセットされる。これはB端子オープン状態が正常状態に復帰した場合、バッテリー電圧（ $=V_b$ ）を正常に戻すためである（第22図参照）。

6. 過電圧警報回路

この回路の役目は何らかの理由により、電圧制御不能になった場合に、警報を行う点にある。

ここで電圧制御不能になる場合とは

- ① FET1が短絡破壊した場合
- ② B端子とF端子が外部で短絡した場合(金属片が端子間にはさまった場合)

が考えられる。

電圧制御不能のまま運転を続行すると、

- (i) バッテリが過充電になり、水素ガスがエンジン・ルーム内に充満し、爆発する危険性がある。

- (ii) 高回転時に過電圧が発生し、ランプ・電子機器等の車載電気負荷を損傷させる。

等の不具合が生じるが、この回路で報知することによりこれを未然に防止する。

その動作は上記モードの時には、界磁電流指令値は0になり、FET1のゲート電圧は連続的に0Vとなるが、一定時間(3秒)以上ゲート電圧が0Vになった場合は、過電圧モードであると判断し、チャージ・ランプを点滅する。その点滅周期は0.25秒点灯、0.25秒消灯である(第33図参照)。

子の電圧が低いままである時に、FET1のゲートをロックする。

9. 初期励磁回路

この回路の役目は、発電機の回転数NGが例えば回転数N1(=500r.p.m)の様な低回転で自動発電ができない状態を検出して、チョツパの通流率が約30%程度になる様その電流指令値 I_{12} を出力し、それに基づいて目標電流指令値 I_{10} が切替回路から出力される。

10. S・B端子電圧切替回路

この回路の役目は常時S端子電圧(バッテリ端子から直接取出す電圧)をフィルタ回路を介してフィードバックし、電圧制御を行っている場合において、S端子がはずれた場合にはB端子電圧(発電機とバッテリ間の途中配線から取出す電圧)を入力し、電圧制御を継続して行い、発電機からバッテリへの無充電状態になることを防止する。

その動作はB端子の電圧とS端子電圧を常時入力する。そして、S端子オープン警報回路か

7. ゲート回路

この回路の役目はS端子オープン、B端子オープン、過電圧、発電停止の際にチャージ・ランプを点滅させて、その警報を行う点にある。そしてその動作は、上記4つの信号の論理和(OR)を演算し、FET2のゲートを駆動することにより行うものである。

ここで重要なのは点滅周期を事象ごとに整数倍としたことである。これによつてチャージ・ランプの点滅パターンを見ることにより、どこが悪いかを診断できる。更にまたランプ表示に重要度の高い方から優先順位をつけることもできる。例えば①発電停止、②過電圧、③B端子オープン、④S端子オープンの順に周波数を低くしておく等である(第24図参照)。

8. 過電流保護

この回路の役目は界磁巻線が短絡した時に、FET1に過電流が流れて破壊するのを防止する点にある。

その動作は α がHighにもかかわらず、F端

らの信号が発生すると、検出端子をS端子からB端子へ切替える。また、B端子オープン警報回路から信号が発生すると電圧信号をS端子からB端子へ切替えてB端子電圧をフィルタ回路へ出力する。

11. フィルタ回路

この回路の役目はS・B端子電圧に含まれている発電機の整流リップル電圧等を平滑して、電圧フィードバック制御を安定にする点にある。

その動作はミラー積分方式のローパスフィルタを用いてリップル電圧を除去してバッテリの平均電圧を出力し、電圧-電流指令値変換回路へバッテリ電圧をフィードバックする。これによつてバッテリ電圧の平均値が精度よく検出でき、電流指令値 I_{11} がリップルに影響されない制御信号とすることができる。

12. 定電圧回路

バッテリ電圧を所定の値の定電圧に変換し、その後各制御回路へ電流として供給する。

13. 電圧-電流指令値変換回路

この回路の役目はバッテリー電圧の設定値 V_{ac} に応じて、バッテリーの端子電圧が一定値となるように、オルタネータの界磁電流を制御する電流指令値 I_{fi} を発生する。

その動作は設定値切替回路からの電圧指令値 V_{ac}' とフィルタ回路の出力 V_{ac} との偏差をとりゲイン倍増幅して電流指令値 I_{fi} を発生する。

14. 設定値切替回路

この回路の役目はバッテリーの目標電圧を設定する内部基準値、すなわち、設定値 V_{ac} を発電カット制御回路からの信号が発生した場合には、設定値を低くし、発電をカットする点にある。

その動作は通常、電圧設定値 V_{ac} を電圧指令値として電圧-電流指令値変換回路へ出力しているが、発電カット制御回路の信号が発生すると電圧指令値 V_{ac} を通常より低くし発電が行われないようにする。

15. 発電カット制御回路

この回路の役目は車両の加速時等負荷増大時に発電機の駆動トルクを減少させ（発電停止）、

加速性の向上を図る。

具体的には、チャージ・ランプと直列に入っているスロットル開度検出スイッチ $SW1$ が例えばフル・スロットル時にオープンになった場合には、加速が終了するまでの時間（例えば10数秒）発電カットを行う。

その動作は発電カット検出は、電圧検出端子にランプ点灯用のFET2のドレイン電圧を用いるので、ランプ点灯と発電カット検出を共用する。

すなわち、発電カット制御回路では、FET2のドレインソース電圧 V_{ds} とFET2の検出抵抗 R_{fs} を流れる電流 I_{ds} を入力する。今、 $SW1$ がオープンするとFET2の V_{ds} が低下し、かつ、FET2の電流が流れていない場合には、車両の加速時間（約10数秒）の間発電をカットするために、設定値切替回路へ設定値の切替信号を出すと共にゲートロック回路ヘチヨツパのゲートロック信号を発生する。

16. 出力電流制御回路

この回路の役目は発電機の最大発電量を外部コントローラからの信号で制御し、発生トルクを抑制することで、車両の加速性向上、燃費向上、エンスト防止等を図る。

その動作は、外部コントローラC端子を介して出力電流制御回路ヘデューティの信号を入力し、その制御回路からの出力信号によりPWM制御回路の動作、停止を制御する。

第35図に示す如く外部負荷（車両の負荷）量に応じてC端に入力される負荷信号のデューティをリニアに変化させれば、第36図に示す如く連続的に発電機の出力電流-電圧特性を制御できる。

第36図では代表例としてデューティ100%の場合と、50%の場合の例を示す。

18. 負荷応答制御回路

本実施例では電気負荷の急変によるエンジン回転数の変動や、それによつて生じる振動を低減するために負荷応答制御機能を設けている。第24図(a)、(b)にその動作原理を示す。

通常負荷応答制御がない場合において負荷が投入されると、制御電圧（バッテリー端子電圧）が低下するが、制御系の補正動作により電流指令値をステップ状に応答させ急速に充電する。この際、エンジンに対して発電機が負荷となるためエンジン回転数は低下する（第24図(a)）。これは特にエンジン回転数の低いアイドル動作付近において問題となり、アイドル補正までの間に急激な回転数が変動するとエンストを起こす危険性が生ずる。

これに対し、負荷応答制御ではアイドル補正までの間に発電機がエンジンの負荷になりにくいよう制御するものである。負荷投入によつて制御電圧が低下しても、電流指令値が一定のパターンでゆっくり増加するように制御すれば制御電圧が回復するのは遅れるが、エンジン回転数の変動量は低減出来る（第24図(b)）。このため制御ループ内に電圧制御の電流指令値出力を回転数に応じて変化させる一定時定数の遅れ回路を設けている。電流指令値のパターンを

第 25 図に示すが、これは負荷応答制御の有無による指令値パターンの変化を示している。制御なしの場合にステップ状に変化した電流指令値は、制御ありの場合は指令値が基準値 V_1 を超えた時点で基準値そのものの値に切り換えられ一定時間固定される。その後次の基準値 V_2 を超えているかを判断して指令値も次の基準値へと順々に切り替えていけば、電流指令値はゆつくりと段階的に上昇することになる。最終的に最後の基準値に固定した後、制御なしと同じ値となる。電流指令値が低下した場合は、基準値との切り換え動作は行わず制御なしと同じ値とする。

よつて負荷投入以前にどのような電流指令値であつても、基準値を超えた時点でのみ指令値が固定されるため過充電や過放電を防止出来る。負荷応答制御は、アイドル回転数付近で行うものとし、オルタネータ回転数 2500 r/min 以下で動作するようにした。実際の指令値パターンを発生させるための回路ブロックを第 16

図に示す。指令値切り換えにはアナログスイッチを、基準電圧と指令値との比較にはコンパレータを、制御動作のコントロールにはタイマー、ラッチを含むデジタル論理回路を用いて構成される。IC 内蔵化を考え回路規模が大きくならないよう基準値との比較段数を 3 段階としている。

以上に述べた負荷応答制御の効果の検証のためシミュレーションを行った。第 17 図はアイドルコントロールによるバイパス空気量をパラメータとした外部トルクエンジン回転数特性のモデルを示す。このモデルを使い電気負荷 (20 A 相当) を投入したときのアイドル回転数のステップ応答を第 18 図に示す。負荷応答制御を行うことにより、回転数の低下量が 100 r/min から 25 r/min 以下に低減できることを確認した。

尚、本実施例では比較段数を 3 段階としたが、特にこれに限定されることなく、無段階にすることもできる。

次に車両に搭載したマイクロコンピュータにより制御する場合の制御態様を以下説明する。

第 37 図に示す機能ブロック図により原理を説明する。

バッテリー電気の設定値 V_{bc} と実際の値 V_S との偏差を電圧偏差増幅器で増幅してリミッタに出力する。

リミッタは電圧偏差増幅器からの入力に応じて電流指令値 I_{so} を出力する。電流指令値 I_{so} の決定にあたっては電気負荷に供給されている負荷電流の大きさ及び車両のエンジンに対する負荷情報あるいは環境情報をマイクロコンピュータに入力してその時々最適な電流指令値の最大値 I_{max} を算出し、電流指令値 I_{so} をその範囲内で、電圧偏差に応じて決定し、出力する。

次に電流指令値 I_{so} と実際の電流値 I_s との偏差を検出し、その偏差を増幅器で増幅してパルス幅変調回路 (PWM) の駆動信号を出力する。

PWM は界磁巻線駆動回路のチョップパを駆動信号に応じたデューティで駆動し、界磁巻線電流

I_f を制御する。これによつて発電機の電機子巻線に発生した出力によりバッテリーを適正に充電する。

次に第 38 図に示すブロック回路図及び第 39 図に示す制御フローチャートにより、エンジンの制御との関係を説明する。

ステップ 200 でレジスタの初期設定が終了したマイクロコンピュータは、A-D 変換器を介してステップ 201 でエンジン回転数、マニホールド吸気圧、ノック信号、スロットル開度信号及びバッテリー負荷電流等の入力信号を検出し、ランダムアクセスメモリ RAM に入力する。

尚、負荷電流は、負荷投入状態をスイッチの ON, OFF で検出し、入力レジスタを介して取り込む方法でも良い。

ステップ 202 では、入力信号に基づいてリードオンリメモリ ROM 内に記憶されている演算フローに従つて点火系の制御信号、燃料系の制御信号及び排気系の制御信号を演算し、出力する。

次のステップ 203 はエンジン負荷の大きさを

吸気圧で検出するステップで、吸気圧が所定の圧力 P_a より低い（負圧）と判断すると発電機がエンジンの負荷トルクとならない様に界磁電流が零になるようにその指令値の最大値 I_{max} を 0 に設定する。

吸気圧が所定値 P_a より高いと判断するとエンジンが正常負荷運転であると判断して次のステップに進む。

ステップ 204 ではスロットルの開度が全開か否かを検出し、全開と判断した時は加速状態であると判断して、この時も電流指令値の最大値 I_{io} を 0 に設定して発電機をエンジンの負荷にならないようにする。

スロットルが全開でなければ通常走行状態と判断して次のステップに進む。

ステップ 205 ではノック信号からヘビーノック状態か否かを判定し、ヘビーノック状態と判断された場合は電流指令値の最大値 I_{io} を 0 に設定して発電機をエンジンの負荷にならないようにする。

また、マイクロコンピュータの出力レジスタからデューティ信号として界磁電流指令値の最大値 $D I_{max}$ を出力することも可能である。この場合、発電機制御回路の PWM の出力 e_o と $D I_{max}$ とをアンドゲートを介して界磁巻線駆動回路へ入力する様にすることによって制御することができる。

以上説明した本実施例によれば、

1. 機関の吸気圧に応じて界磁電流をカット制御する様にしたので、登坂時のように急激な負荷がエンジンに作用した際には発電機がエンジンの負荷にならないようにできるので、エンスト等を未然に防止できる。

またスロットが全開時にも発電機カット制御するようにしたので加速時には、十分エンジンの出力を加速の為に利用でき、加速性能を向上することができる。

またエンジンのノック状態に応じて発電機の発電能力を制御する様にしたので、ノック発生時の如く、点火時期が遅延してエンジン出力が低下している時に発電機の為の駆動トルクを軽減でき

ヘビーノック状態でない場合は次のステップに進む。

ステップ 206 ではノック信号からライトノック状態か否かを判定し、ライトノック状態と判断された場合は電流指令値の最大値 I_{io} を 2 A に設定し発電能力を低目に抑えることによりエンジンに対する発電機の負荷トルクを軽減する。

ライトノックでもない場合はノックなしと判断して次のステップに進む。

ステップ 207 ではエンジンの回転数が 1500 r.p.m. 以下か否かを判定し、以下と判断した場合は電気負荷の変動量を負荷電流あるいは負荷スイッチの ON の数等により計算し、それに基づいて最適な電流指令値 I_{max} を計算し出力する。

回転数が 1500 r.p.m. 以上であれば、電流指令値の最大値 I_{max} を 4.5 A の最大許容電流値に設定し、最大出力が得られるように制御する。

かくして決定された電流指令値の最大値 I_{max} が、D-A 変換器を介して第 27 図の発電機制御回路のリミッタに入力される。

るので、出力低下によるエンストや、ノック状態を冗長すると言った問題を防止できる。

更にエンジンの回転数が低い場合は、負荷電流、即ち電気負荷の状態に応じて最適な界磁電流制御をできるので低回転数時の回転数落ち込みによるエンストが防止できる。

本実施例によれば、自動車用充電発電機の界磁電流を制御することにより、界磁巻線抵抗の冷温差により界磁電流の変動を防止できる。したがって、従来、冷温差による電流変動分を見込んで余裕をもつてオルタネータ（充電発電機）を設計していたが、変動を見込む必要がないため、オルタネータが同一体格においては出力のパワーアップが図れる。あるいは、同一出力にすると体格が小型化可能となる。そして、界磁電流制御用チヨツパの半導体素子の小容量化も実現できる。また、負荷急変時には、外部信号により界磁電流の立上り動作を制御することにより、自動車のエンジンへの急負荷変動を防止することも可能である。すなわち、外部の信号に応じて界磁電流値を最小値

から最大値まで連続的に任意に可変することが可能である。したがって、外部の要求により、例えば、エンジン制御からのオルタネータの発電の低減や停止等が容易に実現できる。

さらに、オルタネータの低速回転時の発電量が少ない状態では、界磁電流を必要最小限にする。いわゆる初期励磁状態にして、バッテリーの放電量をへらすとともに界磁損失をおさえることも可能である。

また、本実施例の電流検出法を用いれば、界磁電流を直接検出せずとも、チョップ素子に流れる断続電流より、連続する界磁電流を等価的に検出することが可能となるため、高価な絶縁形の電流検出器等が不要となる。また、界磁電流の最小値から最大値まで連続的に検出可能となる等の効果がある。

また、本実施例によれば、偏差電圧信号に応じた信号と界磁巻線に流れる実際の電流に応じた信号とから界磁巻線へ供給すべき電流の指令値を求め、この指令値に基づいて界磁巻線へ電流を供給

する様にしたので、発電機の出力を負荷の要求に応じて広範囲に且つ最適な出力に制御しつつ、界磁電流の内的変動を防止することができ、負荷変動の大きな発電機の出力制御に最適な制御を可能にできた。

また界磁電流の検出に関する発明においては変流圈を用いる必要をなくしたので、コストが安く、IC化に適した発電機の制御装置及び方法を得ることができた。

更に負荷応答制御の発明においては、電流フィードバック制御と有機的に組合せて、発電機のトルク変動が少なく、原動機の回転に悪影響を与えることのない制御装置及び、制御方法を得ることができた。

〔発明の効果〕

本発明によれば、制御回路の外に外付部品を使用しなくとも負荷電流が検出できるため実装が容易になる。また、集積化することによつて部品点数が減るため制御回路の信頼性が上がり、またコストが安くできる。また、集積化するにおいても

回路面積が小さくできるためICチップのコストが安くできる。また、半導体パワースイッチの検出抵抗による損失を低減できる。また、検出電流が連続的に小さい誤差で得ることができるため制御精度が向上し、制御が安定する。また、車両用発電機制御装置においては従来と同一の本体で電流制限により出力がアップできる。また、負荷が異なる場合であつても制御回路の調整が容易である。

4. 図面の簡単な説明

第1図は、本発明の第一の実施例に用いた回路図であり、第2図は、その動作波形の説明図である。第3図は、本発明の第二の実施例でIC化した回路の一例であり、第4図はその動作波形の説明図、第5図はその詳細な回路図である。第6図は、本発明の第三の実施例に用いた回路のブロック図である。第7図は、本発明の第四の実施例に用いた回路図であり、第8図は、その動作波形の説明図である。第9図は、本発明の第五の実施例に用いた車両用発電機制御装置の回路図である。

第10図は、本発明のICチップ上のレイアウト図、第11図は本発明の一実施例になる自動車用充電発電機の制御装置回路構成を示す要部ブロック図、第12図は同自動車用充電発電機の制御装置のシステム全体の制御ブロック図、第13図～第15図はその制御動作の一例を示す動作図、第16図は第11図に示す一実施例の回路詳細図、第17図は本実施例の電流検出回路の詳細図、第18図乃至第21図は本実施例の各部の動作及び特性図、第22図、第23図は本実施例の効果を説明する説明図、第24図(a)、(b)は本実施例の負荷応答制御回路の動作原理を説明する為の原理図、第25図は同制御動作説明図、第26図は同回路の具体的回路図、第27図はバイパス空気量をパラメータとしたときのオルタネータ駆動トルクとエンジン回転数との関係を示す図面、第28図は負荷応答制御回路の効果を説明する為の図面、第29図及び第30図は発電機の回転数とチャージランプの点灯状態との関係を示す図面、第31図はS端子電圧に対するS-B端子切替状

態及びチャージランプの点滅状態を示す図、第 32 図は B 端子電圧に小する端子切替状態、ゲートロック状態、チャージランプ点滅状態を示す図面、第 33 図はゲート電圧に対するチャージランプの点滅状態を示す図面、第 34 図は各異常状態におけるチャージランプの点灯、点滅状態を示す図面、第 35 図は外部信号として C 入力端子に入力される信号を示す図面、第 36 図は発電機の能力制御状態を示す図面、第 37 図はマイクロコンピュータを用いた車両用発電機の制御装置を示す機能ブロック図、第 38 図は同制御回路ブロック図、第 39 図はその制御フローチャートである。
 1…半導体パワースイッチ、2…フライホイールダイオード、3…誘導負荷、4…バッテリー、5…駆動回路、6e…電流検出抵抗、8…電流検出回路、9…アナログスイッチ、10…コンデンサ、11…バッファアンプ、12…放電抵抗、13…サンプル・ホールド回路、14…発電機、17…放電回路、18…パワー IC、80…IC レギュレータ。

代理人 弁理士 小川 勝男

図 6

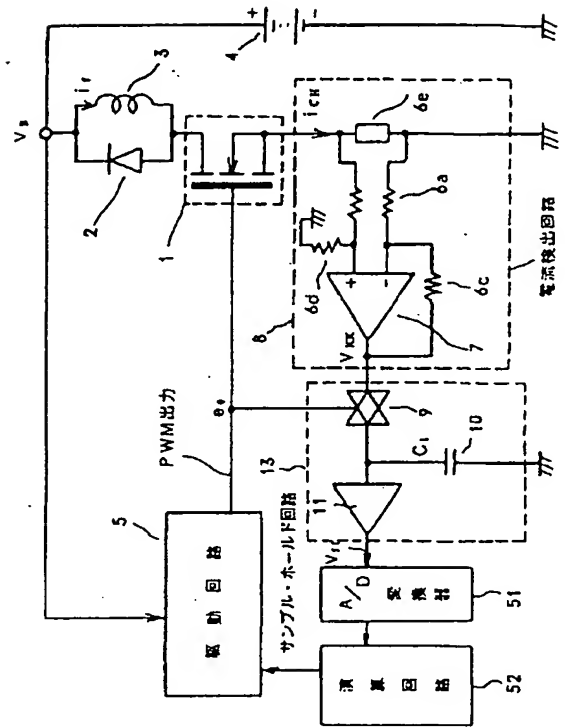


図 1

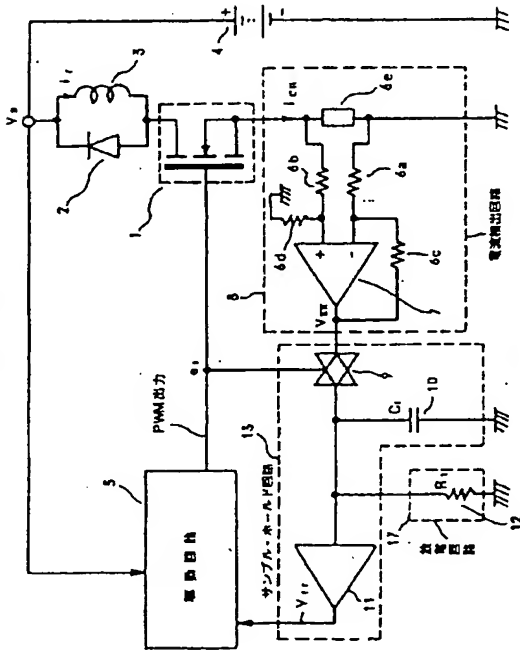
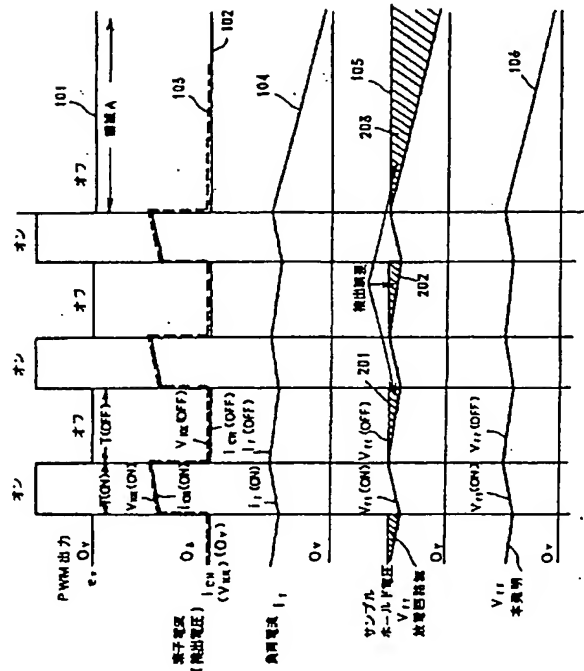
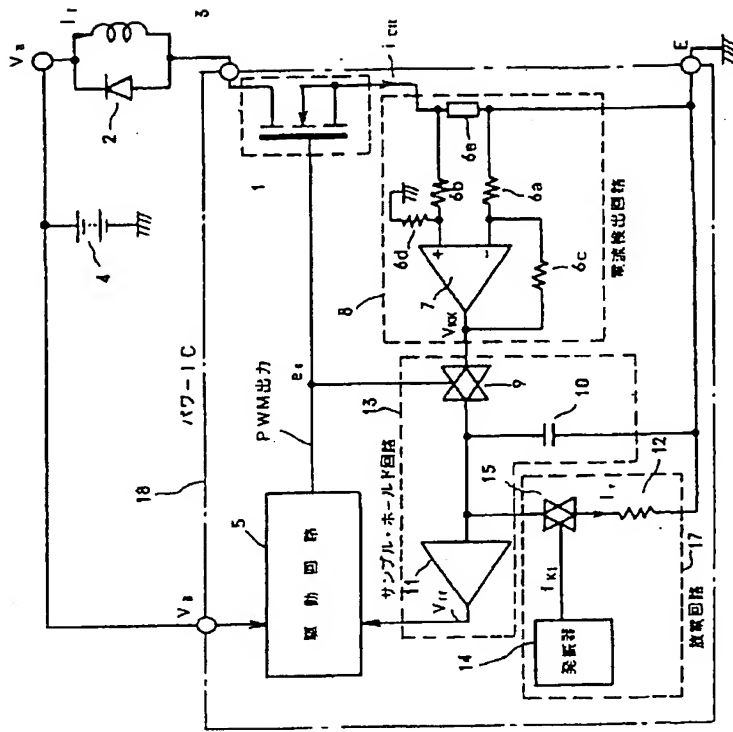


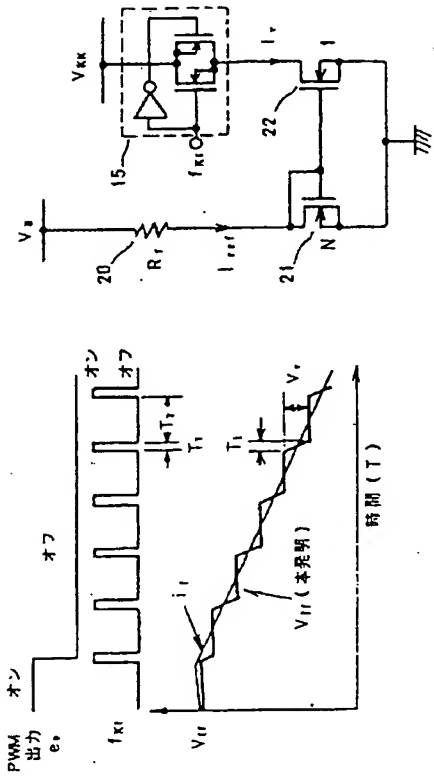
図 2



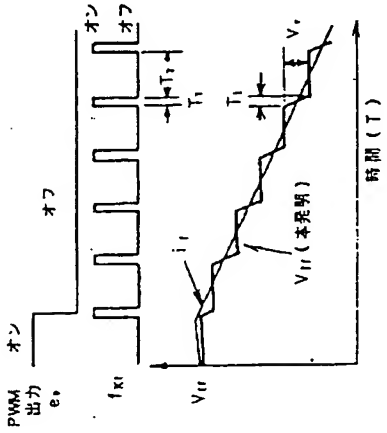
第 3 図



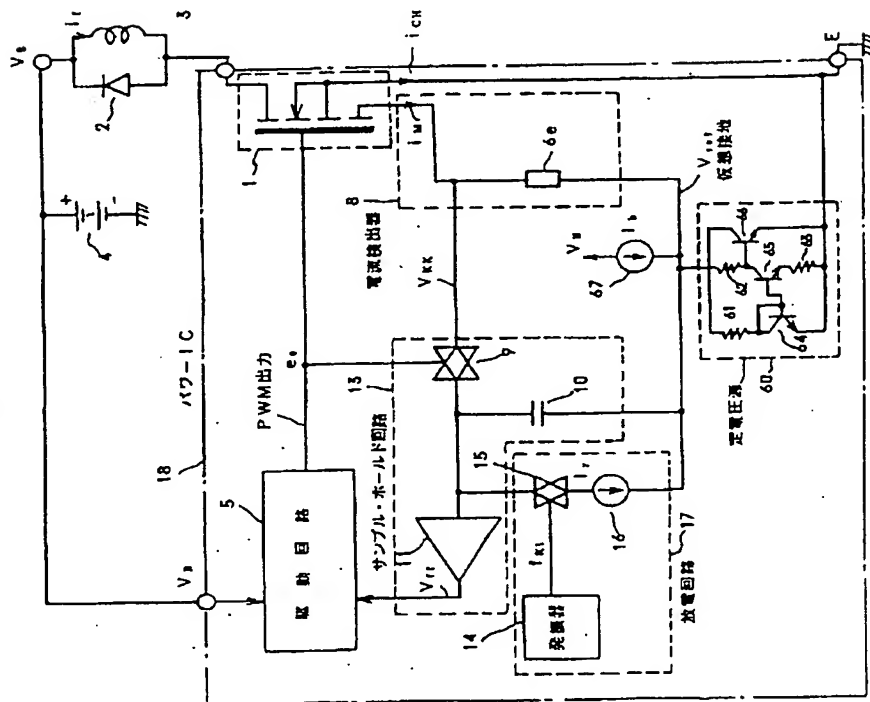
第 5 図



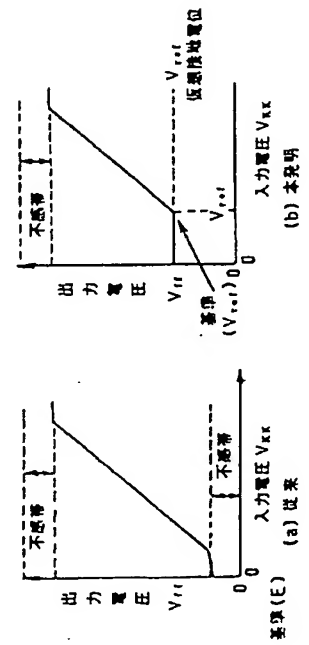
第 4 図



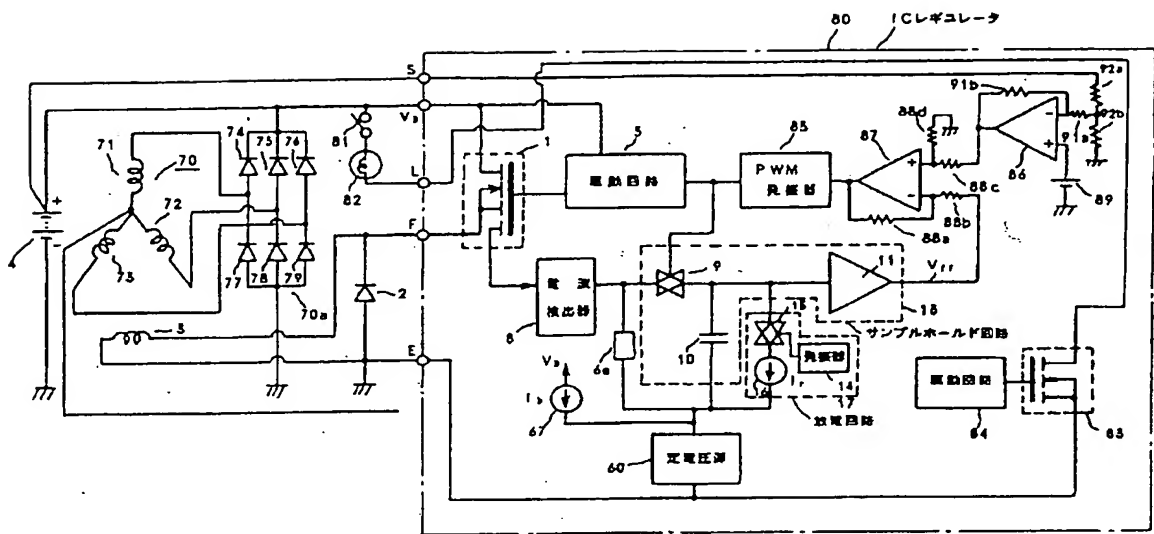
第 7 図



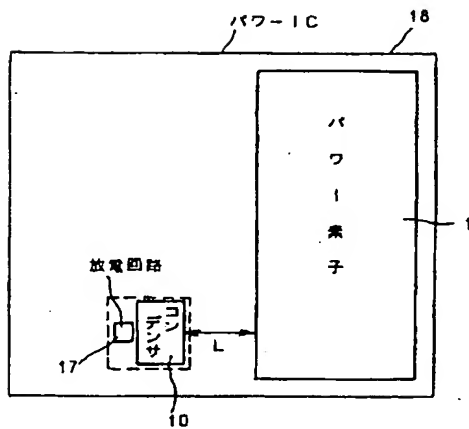
第 8 図



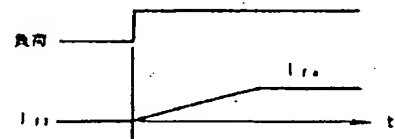
第 9 図



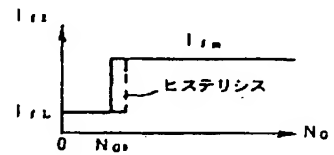
第 10 図



第 13 図



第 14 図



第 15 図

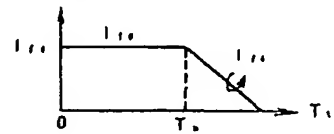


図 11

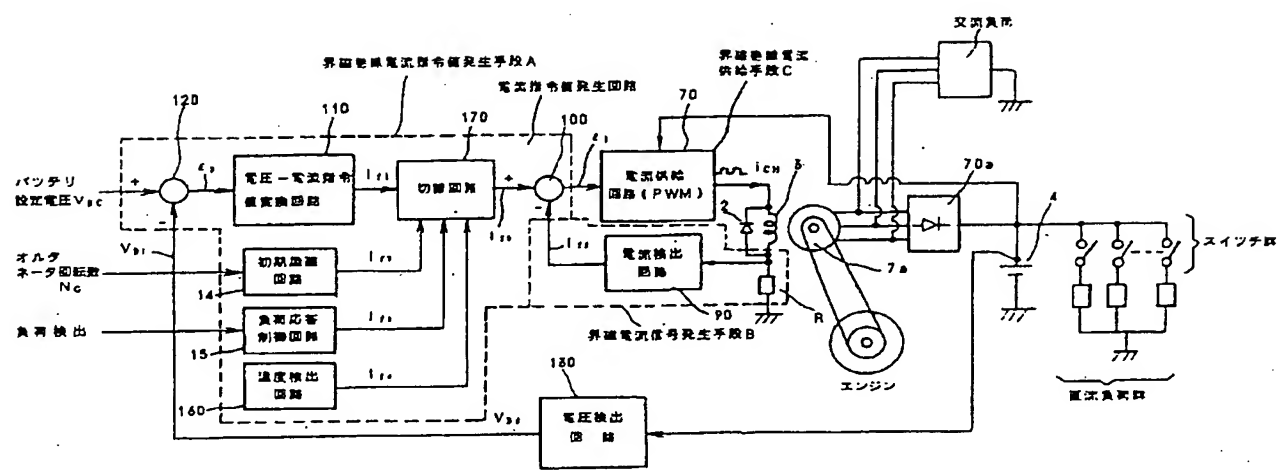
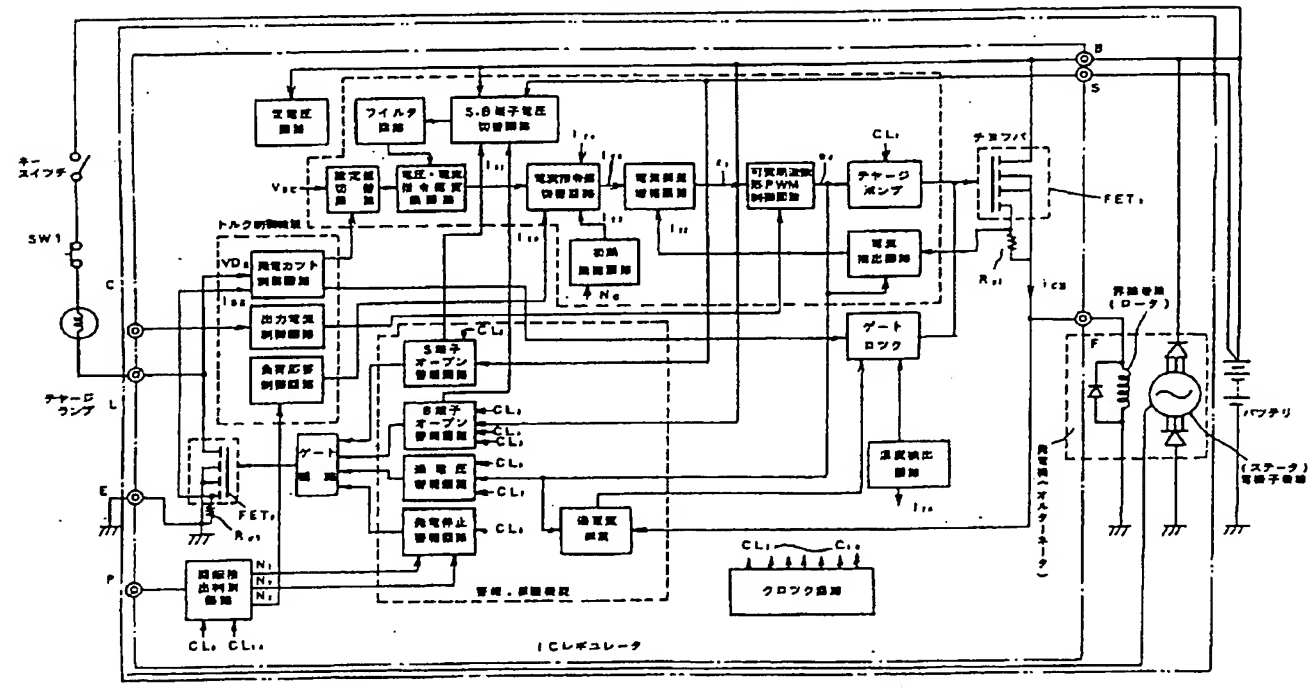
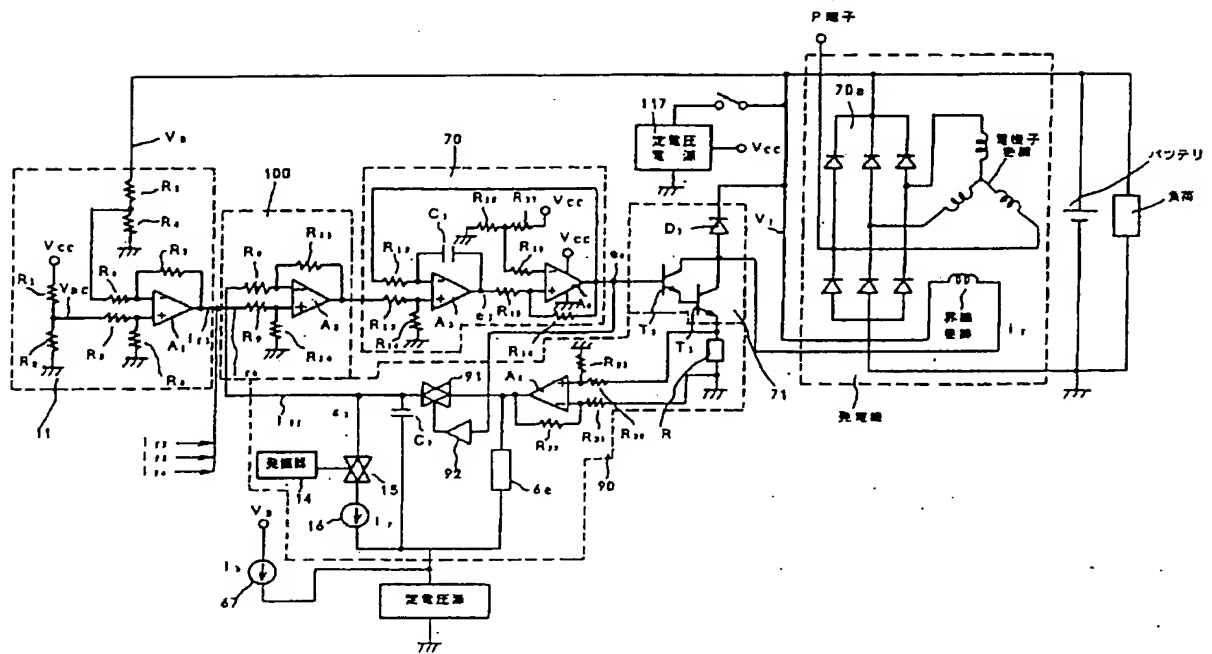


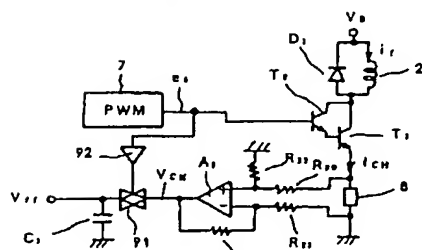
図 12



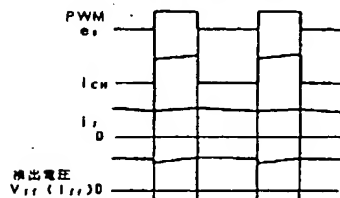
第 16 図



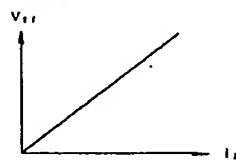
第 17 図



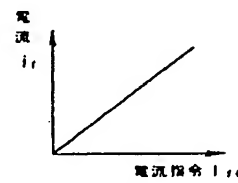
第 18 図



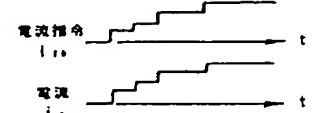
第 19 図



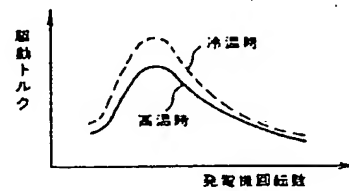
第 20 図



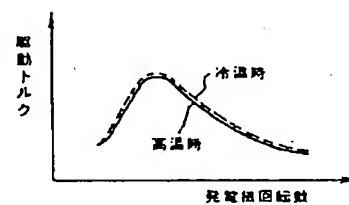
第 21 図



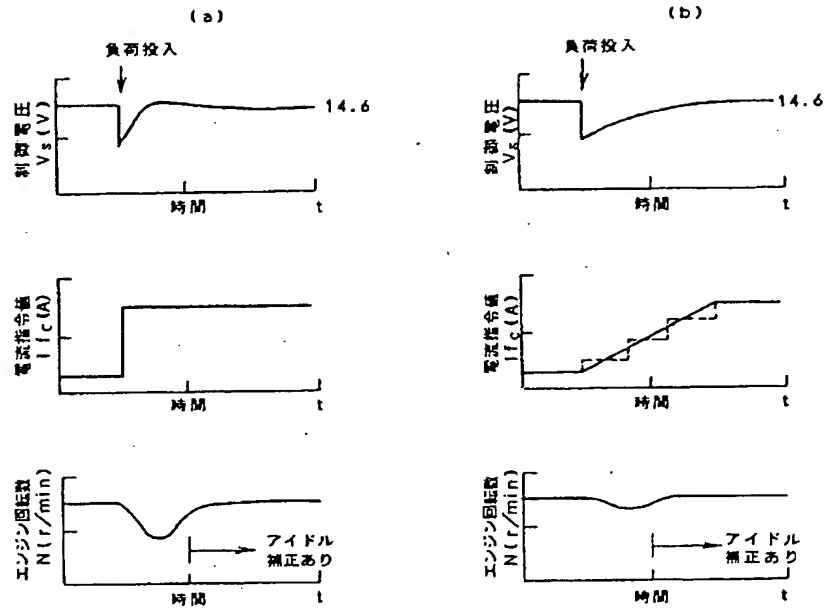
第 22 図



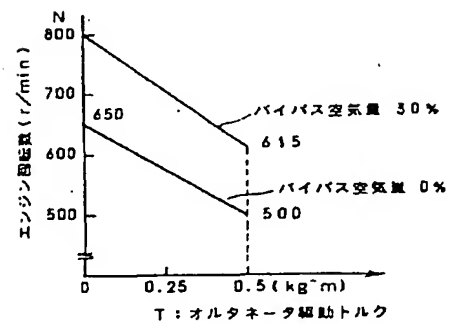
第 23 図



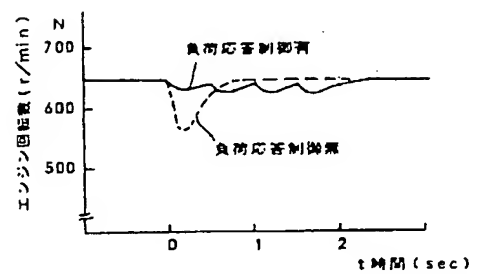
第 24 図



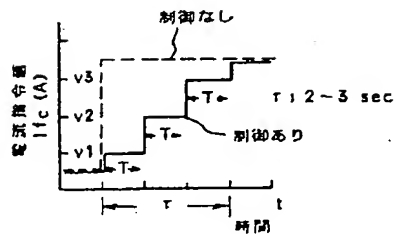
第 27 図



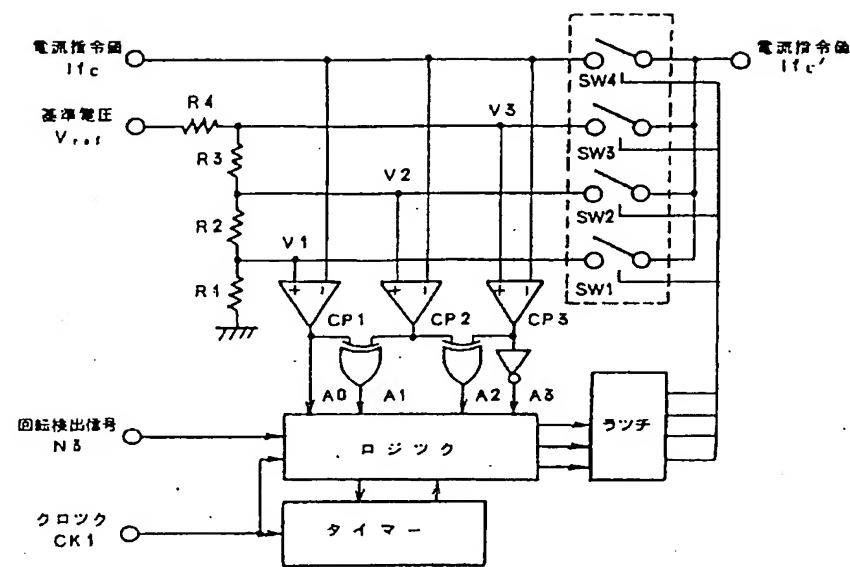
第 28 図



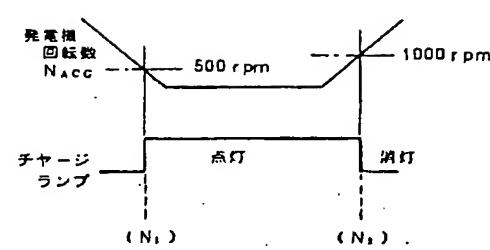
第 26 図



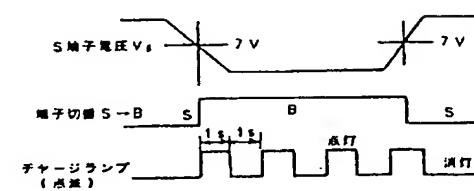
第 26 図



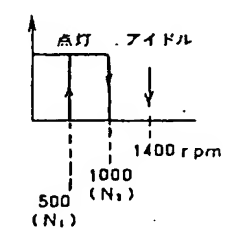
第 29 図



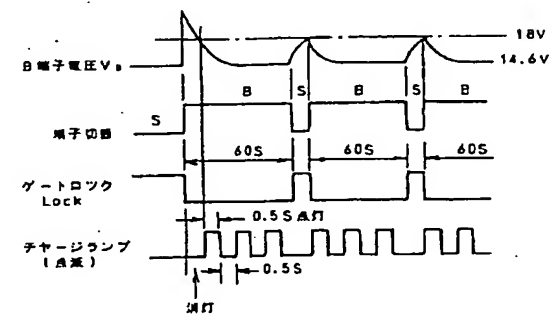
第 31 図



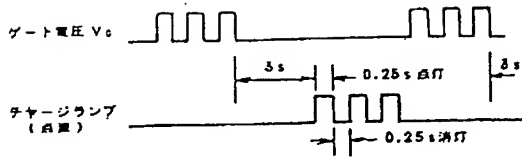
第 30 図



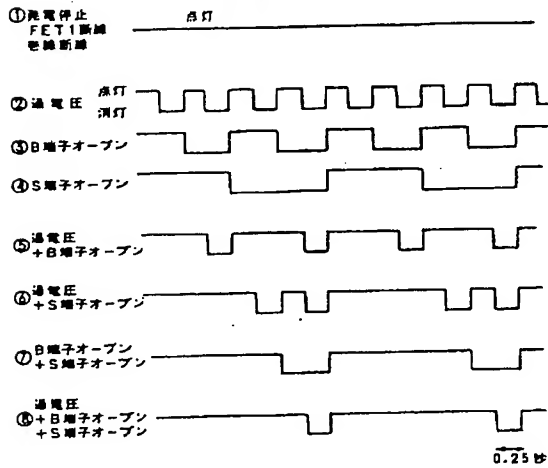
第 32 図



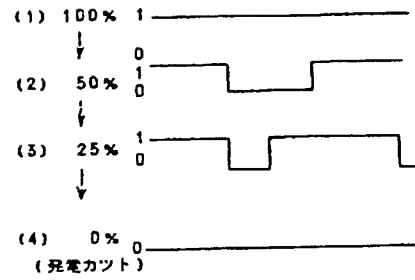
第 33 図



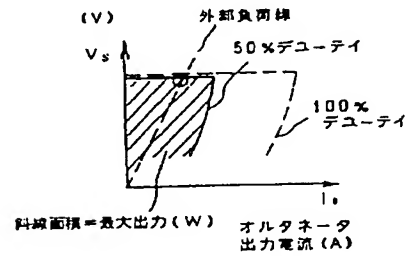
第 34 図



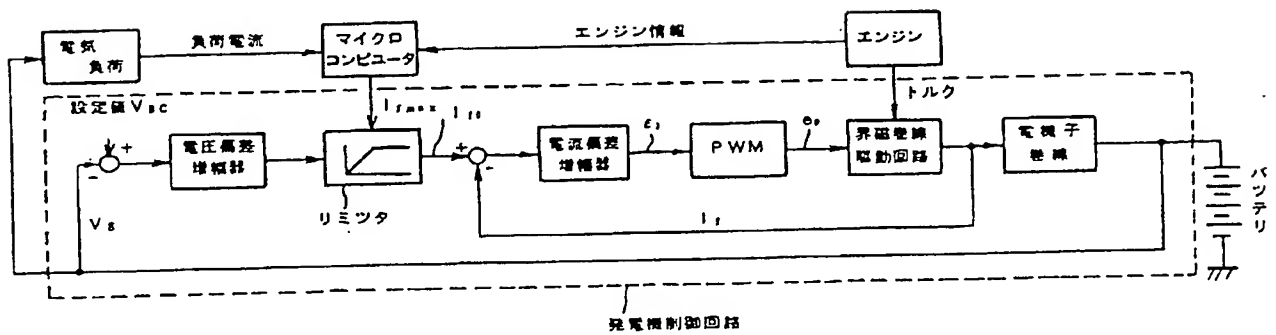
第 35 図



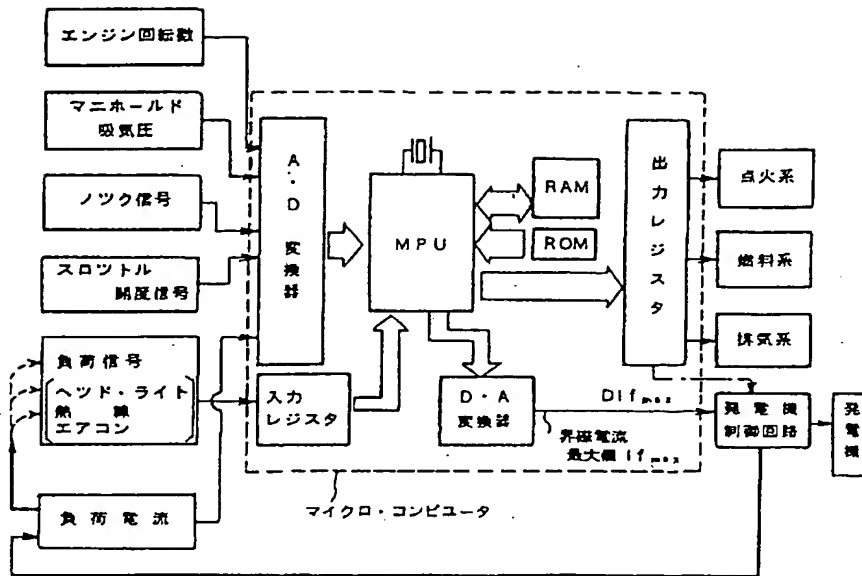
第 36 図



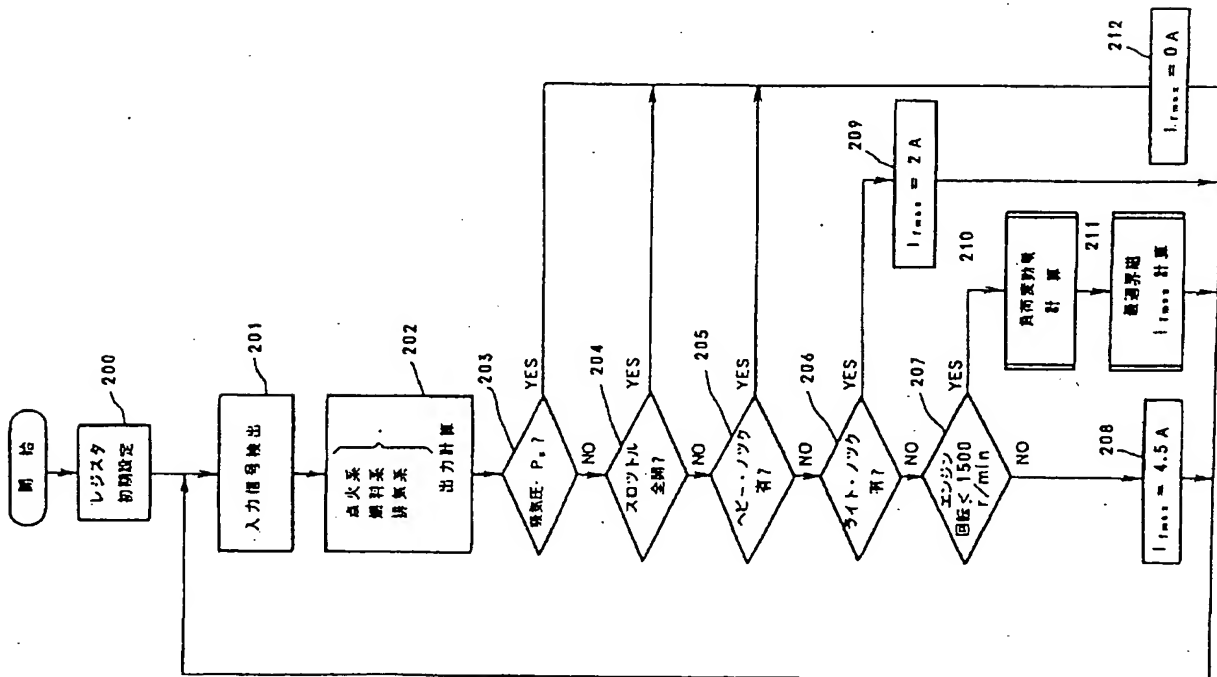
第 37 図



第 38 図



第 39 図



第1頁の続き

⑫発 明 者 森

雄 一

茨城県勝田市大字高場2520番地 株式会社日立製作所佐和
工場内

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載

【部門区分】第7部門第4区分

【発行日】平成7年(1995)10月13日

【公開番号】特開平4-197100

【公開日】平成4年(1992)7月16日

【年通号数】公開特許公報4-1971

【出願番号】特願平2-323142

【国際特許分類第6版】

H02P 9/30 D 9178-5H

G05F 1/56 310 T 4237-5H

手 続 補 正 書 (自発)

平成 6 年 11 月 2 日

特 許 庁 長 官 殿

事 件 の 表 示

平成 2 年 特 許 願 第 3 2 3 1 4 2 号

発 明 の 名 称 半導体パワースイッチの電流制御回路及
びそれを用いた発電機の制御方法と装置

補 正 を す る 者

事件との関係 特 許 出 願 人

名 称 (510) 株式会社 日 立 製 作 所

代 理 人

居 所 (〒100) 東京都千代田区丸の内一丁目5番1号
株式会社 日 立 製 作 所 内
電話東京 3212-1111(大代表)
氏 名 (6850) 弁 理 士 小 川 勝 男

補 正 の 対 象

発明の詳細な発明の概

補 正 の 内 容

別紙の通り

以 上

1. 明細書の第16頁第7行目に「50 p f」とあるのを「50 p f
(ピコファラド)」と訂正する。

2. 同第29頁第3行目に「負荷(バッテリーも含む)」とあるのを「負
荷(バッテリー等)」と訂正する。

3. 同第34頁第1行目に「ヒステリシステ」とあるのを「ヒステリシ
ス」と訂正する。

4. 同第61頁第7行から第8行目に「あっても制御回路」とあるの
を「あっても制御回路」と補正する。

以 上

THIS PAGE BLANK (USPTO)